

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-267102

(43)公開日 平成6年(1994)9月22日

(51)Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

FI

技術表示箇所

G 1 1 B 7/125
7/00
7/135C 7247-5D
S 7522-5D
Z 7247-5D

審査請求 未請求 請求項の数3 OL (全 17 頁)

(21)出願番号 特願平5-53797

(22)出願日 平成5年(1993)3月15日

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

(72)発明者 藤本 定也

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 菅谷 寿鴻

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(72)発明者 小堀 博道

神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株
式会社東芝研究開発センター内

(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦

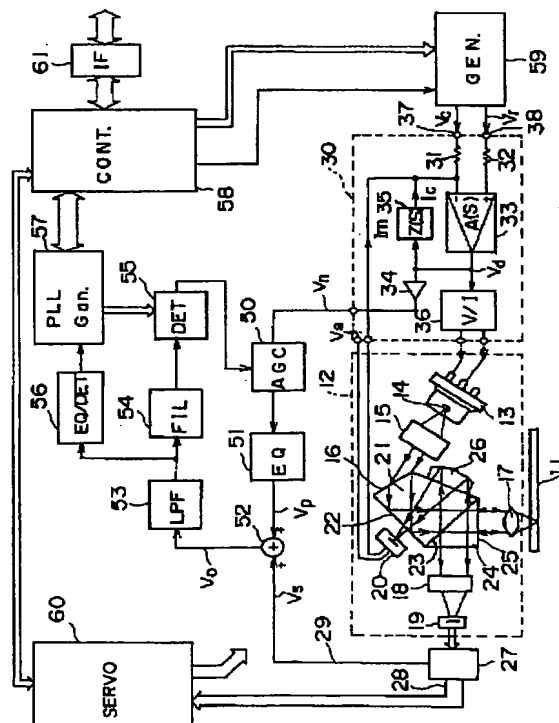
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 光ディスク装置

(57) 【要約】

【目的】広帯域フロントAPCに対して簡単な電子回路の付加するだけで、半導体レーザのレーザ雑音を大幅に低減できる光ディスク装置を提供する。

【構成】半導体レーザ13から出射された光ビームの一部を光ディスク11に照射してその反射光を多分割光検出器19で検出し、多分割光検出器19の出力信号から再生信号 V_s を生成すると共に、半導体レーザ13から出射された光ビームの他の一部を光検出器20で検出して、その出力信号を用いて広帯域フロントAPC回路30により半導体レーザ13の光出力を制御する光ディスク装置において、APC回路30で用いられる制御信号 V_n を可変利得回路50を介して等化フィルタ51に入力し、制御増幅器33の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理することにより残留レーザ雑音信号 V_p を生成して、これを再生信号 V_s から減算することによりレーザ雑音が低減された再生信号 V_o を得るようにした光ディスク装置。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】半導体レーザと、

この半導体レーザから出射された光を第 1 および第 2 の光ビームに分岐する分岐手段と、

前記第 1 の光ビームをディスク状記録媒体に照射する手段と、

前記記録媒体からの反射光を検出する第 1 の光検出器と、

前記第 2 の光ビームを検出する第 2 の光検出器と、

この第 2 の光検出器の出力信号から制御信号を生成し、
該制御信号を用いて前記半導体レーザの光出力を制御する制御手段と、

この制御手段により生成された前記制御信号を少なくとも再生信号帯域における前記制御手段の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理して前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成するレーザ雑音抽出手段と、

前記第 1 の光検出器の出力信号から前記記録媒体に記録された情報の再生信号を生成する再生手段と、

この再生手段により生成された再生信号から前記レーザ雑音抽出手段において生成された残留レーザ雑音信号を減算することにより改善された再生信号を得る再生信号改善手段とを具備することを特徴とする光ディスク装置。

【請求項 2】半導体レーザと、

この半導体レーザから出射された光を第 1 および第 2 の光ビームに分岐する分岐手段と、

前記第 1 の光ビームをディスク状記録媒体に照射する手段と、

前記記録媒体からの反射光を検出する第 1 の光検出器と、

前記第 2 の光ビームを検出する第 2 の光検出器と、

この第 2 の光検出器の出力信号から制御信号を生成し、
該制御信号を用いて前記半導体レーザの光出力を制御する制御手段と、

前記第 2 の光検出器の出力信号から前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成するレーザ雑音抽出手段と、

前記第 1 の光検出器の出力信号から前記記録媒体に記録された情報の再生信号を生成する再生手段と、

この再生手段により生成された再生信号から前記レーザ雑音抽出手段において生成された残留レーザ雑音信号を減算することにより改善された再生信号を得る再生信号改善手段とを具備することを特徴とする光ディスク装置。

【請求項 3】半導体レーザと、

この半導体レーザから出射された光を第 1 および第 2 の光ビームに分岐する分岐手段と、

前記第 1 の光ビームをディスク状記録媒体に照射する手段と、

前記記録媒体からの反射光を検出する第 1 の光検出器と、

前記第 2 の光ビームを検出する第 2 の光検出器と、

この第 2 の光検出器の出力信号から制御信号を生成し、
該制御信号を用いて前記半導体レーザの光出力を制御する制御手段と、

前記第 1 の光検出器の出力信号から前記記録媒体に記録された情報の再生信号を生成する再生手段と、

前記制御信号または前記第 2 の光検出器の出力信号に所定のフィルタリングと遅延補償およびゲイン調整を施して前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成するレーザ雑音抽出手段と、

前記第 1 の光検出器の出力信号から前記記録媒体に記録された情報の再生信号を生成する再生手段と、

この再生手段により生成された再生信号から前記レーザ雑音抽出手段において生成された残留レーザ雑音信号を減算することにより改善された再生信号を得る再生信号改善手段とを具備することを特徴とする光ディスク装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は光ディスク装置に係り、特に光ヘッドの光源として使用される半導体レーザの雑音を低減し、かつ必要に応じて再生信号のエッジを強調する装置に関する。

【0002】

【従来の技術】光ディスク装置は、光ディスクと呼ばれる光学的記録再生が可能なディスク状記録媒体に光ビームを照射して情報をピットまたは相変化などのマークとして記録し、再生は光ディスクからの反射光を光検出器で検出して行う装置である。光源としては、半導体レーザ（以下、LD という）が一般に使用されている。

【0003】このような光ディスク装置においては、再生信号の S/N を大きくすることが重要な課題の一つである。再生信号に含まれる雑音には、ディスク基板雑音、媒体雑音（マーク幅変動も含む）、光ビームを案内するためのガイドグループに起因するグループ雑音、光検出器のショット雑音、プリアンプなどの回路系の雑音および LD 自身から発生するレーザ雑音（戻り光により増大する）等がある。

【0004】光ディスクの中でも、特に追記型媒体や、オーバーライトの出来る相変化型媒体（PC 媒体）では、レーザ雑音がシステム全体の S/N を左右するため、これを抑える事が記録密度を高める上で重要な課題となる。一方、光磁気媒体（MO）では、信号再生に差動検出法を用いているため、追記媒体や PC 媒体に比べレーザ雑音の影響は小さい。しかし、信号レベルが極めて小さいことから、やはりレーザ雑音を一定レベル以下にすることが必要である。

【0005】光ディスクにいずれの媒体を用いる場合で

も、レーザ雑音はRIN (Relative-Intensity-Noise) として、 -120 dB/Hz 以下のレベルであることが要求される。しかし、通常のLDを単純に用いたのでは、発振波長 830 nm で出力パワーが 40 mW の場合でRINはせいぜい $-105 \sim -110\text{ dB/Hz}$ 程度しか得られず、不十分である。

【0006】LDのレーザ雑音の原因は、LDがシングルモードあるいはそれに近い状態で発振しているため、温度変化や媒体からの戻り光LDに入射すると、モードホッピングが生じ、出力光量が大きく変化することによる。この雑音を減らすには、LDをマルチモードで発振させることにより、モードホッピングが生じても大きな出力変動が生じないようにすることが有効である。従来、記録/再生用LDでは、制御電流に $800\text{ MHz} \sim 1\text{ GHz}$ 程度の高周波を重畳させ、強制的にLDをマルチモードで発振させてレーザ雑音を低減させる方法が知られている。

【0007】図10に、この様な高周波重畳を用いた従来の光ディスク装置用LD駆動系の代表的な例を示す

(「光ディスク」、森・久保共著、電子情報通信学会編、オーム社、昭和63年発行、pp81~83)。LDマウント200内に、LD201とそのリア光をモニタする光検出器(PINフォトダイオード)202が実装されている。光検出器202の出力を差動増幅器211に導き、入力信号215との差が最小となるように、差動増幅器211の出力から変調回路212を経て増幅器213の入力にフィードバックを施してLD201の駆動電流を制御することでLD201の出力光量を温度や経時変化に対して一定に制御している。このような制御を自動光出力制御(APC)と呼ぶ。

【0008】このAPCは、光量の時間的に緩やかな変化に追従するため、その制御帯域は再生信号の帯域と比べると極めて狭い。換言すれば、リア光はDCに近い低域成分だけがフロント光と一致するが、戻り光との干渉性で生じる干渉性ノイズは戻り光と一致しないため、制御帯域を広くすることができない。制御帯域をあまり広くすると、リア光の光量は一定となるが、実際に光ディスクに照射されるフロント光の光量が一定とならなくなってしまう。これらの理由から、リア光を利用するAPCのみではレーザ雑音を十分に抑圧できないため、図11に示すAPCでは高周波発振器214から $800\text{ MHz} \sim 1\text{ GHz}$ 程度の高周波を発生させ、変調回路212を介してLD駆動電流に重畳することによって、レーザ雑音の低減を図っている。

【0009】このような高周波重畳を行うと、電磁波障害が問題となるため、LD201にカソードコモンタイプのものを用い、駆動系全体に電磁シールド210を施している。このように図10に示した従来のLD駆動系では、高価でかつスペースの大きな高周波重畳回路(変調回路212および高周波発振器214)と、厄介な電

磁シールド210を必要とし、コストアップと大型化を招くという問題がある。また、電磁シールド210のためのシールド導体を接地することと、LD駆動系の電源として一般に正極性電源が使用される関係上、LD201としてはカソードコモンタイプのものを使用する必要があり、最もポピュラーなアノードコモンタイプのものを使用できないのも欠点である。さらに、光ディスクの高密度化のために、現在光ディスク装置に使用されているLDより波長の短い赤色LDを使用しようとする、現状ではアノードコモンタイプのものしかなく、上記のような高周波重畳を採用することができない。

【0010】これらの事情から、高周波重畳を用いずにレーザ雑音を低減する方法が望まれる。その一例として、光ディスクへの照射光(LDのフロント光)の一部を光検出器で検出し、その検出信号を用いてLDの光出力を制御する、いわゆる広帯域フロントAPCが報告されている(H.Satoh, et al.; "Fast Laser Power Control for High Density Optical Disk Systems", OPTICAL DATA STORAGE CONFERENCE Feb. 25-27, 1991, pp182-185/WA4)。この方式は図10のようなリア光を用いたAPCと異なり、制御帯域を広くとれるので、制御系のループゲインに応じてレーザ雑音を低減できるという特長がある。

【0011】この広帯域フロントAPCでは、再生信号帯域に対し制御帯域をいかに広くするかがポイントである。制御帯域を広くする方法として、例えば、田口、星野：光ディスク装置における「高精度レーザ制御方式(II)、1991年電子情報通信学会春季全国大会、C-372」、および特開平4-208581(田口：半導体レーザ装置)に開示された広帯域フロントAPC法が知られている。

【0012】図11は、その制御系の構成図であり、LD220、LD駆動回路221、LD220のフロント光(記録再生時に実際に光ディスクに照射される光の一部)を検出する光検出器222、演算増幅器223、補償回路224、補正増幅器225および加算器226からなる。この制御系では、演算増幅器223と補正増幅器225からなる制御増幅器によりLD220の出力光量の変動を増幅して制御信号Vdを生成し、この制御信号VdによりLD駆動回路221を介してLD220を駆動する。これによりLD220の光出力はフィードバック制御され、レーザ雑音が低減される。また、広帯域化の大きな障害となる光検出器(PINフォトディテクタ)222の持つ接合容量の影響を補正増幅器225によりフィードフォワード補償し、さらにフロント光のモニタ電流Imの応答遅延を補償回路224からの補償電流Icで補償することにより、制御帯域の広帯域化を図っている。さらに、この方式では光検出器222の出力を電流のまま帰還しているため、光検出器の出力をI/V変換(電流/電圧変換)して用いる場合に比較して、

さらなる広帯域化が可能である。

【0013】図6に、このような広帯域フロントAPC法を光ディスク装置に適用した場合における上記制御増幅器の開ループ周波数特性を示す。周波数 f_1 以下では60dB以上の利得を持ち、出力光量の安定性、特に再生時の低出力光量での安定性を高めている。周波数 $f_1 \sim f_2$ の領域は再生信号帯域であり、レーザ雑音をより抑圧するために、2重積分特性が与えられている。周波数 f_2 以上の領域では、制御帯域の広帯域化のために平坦な特性が与えられている。このような特性でLDの光出力がフィードバック制御されることにより、レーザ雑音は制御増幅器の開ループ周波数特性の逆特性、すなわち低周波領域で雑音低減効果が高く高周波領域で雑音低減効果が減少する特性で抑圧される。

【0014】図5に、図6に示す開ループ周波数特性を持つ広帯域フロントAPCを用いた場合の光ディスク装置の再生信号 V_s と制御増幅器で生成された制御信号 V_n の観測波形を示す。制御信号 V_n には再生信号 V_s と逆相の信号成分が観測されている。これは光ディスク上の記録ピットの有無に応じて反射率が変化し、LDへの戻り光量が変化するために生じるLDの出力変動をフィードバック制御により抑制するためと思われる。一方、記録ピットにおいて反射強度が高レベルから低レベルに変化する時にモードホッピングが生じており、制御信号 V_n が光出力を高める信号92を出力しているにもかかわらず、再生信号 V_s のレベルは91のように低下する形でレーザ雑音が生じている。この現象はモードホッピングによる光出力低下のステップ応答91に対応して、制御信号 V_n はそれを補正する制御応答特性92を生じ、結果としてその応答誤差がレーザ雑音として残留することによる。これがフィードバック制御でのレーザ雑音の特徴である。

【0015】すなわち、図12に示したように広帯域フロントAPC系では戻り光によってLD220の駆動電流—光出力特性が変化し、光出力が変化するとこれを直ちに打ち消すようなLD駆動電流がLD駆動回路221に入力される。従って、制御帯域に対して光出力の変化が十分に小さければ、光出力を常に一定レベルにすることが可能である。ところが、戻り光や温度変化によってモードホッピングが生じると光出力は瞬時に変化し、実際の制御系ではこの変化に追従できないため、LD221の駆動電流に制御帯域に応じたパルス幅を雑音成分が生じ、これがLD221の出力に現れる結果、光ディスクからの再生信号を歪ませる原因となる。しかも、光ディスクに記録されたピットなどの記録マークによっても光ディスクからの戻り光が変わるため、これによってもLD221の駆動電流が変化し、やはり再生信号を歪ませてしまう。戻り光によるモードホッピングは、記録マークでの反射率の変化点で発生することが多いため、特にマークエッジ記録再生方式ではモードホッピングによ

るパルス性の雑音が問題となる。

【0016】このようなレーザ雑音は、制御帯域の広帯域化によりレーザ雑音を一層低減することが可能である。しかし実際には、光検出器の帯域制限や遅延時間（光路長を含む）、高出力化によりチップ面積が大きくなるに従い増加するLDの接合容量による駆動帯域制限、制御系の遅延時間や周波数特性などの点から、制御帯域の広帯域化には限度がある。記録密度を高めたり、光ディスクの回転数を高めれば、再生信号の帯域は広がる一方である。

【0017】この再生信号の広帯域化に対し、広帯域フロントAPCの制御帯域が一定であれば、高周波域でのレーザ雑音抑圧特性の低下によって、再生信号帯域内のレーザ雑音は増加する。このため、記録密度の高密度化、光ディスク回転速度の高速化に従って、本来はより高い S/N が要求されるにもかかわらず、逆に再生信号帯域内のレーザ雑音の増加のために S/N は低下してしまうという問題が生じる。

【0018】さらに、前述したようにレーザ雑音は再生信号のエッジ部に発生し残留するため、特に記録密度を向上できるマークエッジ記録再生方式では再生時に大きなエッジ検出誤差を生じ、この問題は一層深刻となる。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来の広帯域フロントAPCは高周波域でのレーザ雑音抑圧特性の低下があり、記録密度の高密度化、光ディスク回転速度の高速化による再生信号の広帯域化に対して、再生信号帯域内のレーザ雑音を十分に低減できないという問題があった。

【0020】さらに、主として戻り光によるモードホッピングに起因するレーザ雑音は、再生信号のエッジ部に発生して残留するため、特にマークエッジ記録再生方式では再生時に大きなエッジ検出誤差が生じ、再生信号の歪が増大するという深刻な問題があった。

【0021】本発明は、広帯域フロントAPCを用いて、簡単な構成により半導体レーザのレーザ雑音を大幅に低減でき、また歪の少ない再生信号が得られる光ディスク装置を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明は広帯域フロントAPCを用いた場合に固有の制御誤差としての残留レーザ雑音に注目し、広帯域フロントAPCで検出できる残留レーザ雑音信号を用いて、再生信号に含まれる残留レーザ雑音を除去することを骨子としている。

【0023】すなわち、本発明は半導体レーザと、この半導体レーザから出射された光を第1および第2の光ビームに分岐する分岐手段と、前記第1の光ビームをディスク状記録媒体に照射する手段と、前記記録媒体からの反射光を検出する第1の光検出器と、前記第2の光ビー

ムを検出する第2の光検出器と、この第2の光検出器の出力信号から制御信号を生成し、該制御信号を用いて前記半導体レーザの光出力を制御する制御手段と、この制御手段により生成された前記制御信号を少なくとも再生信号帯域における前記制御手段の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理して前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成するレーザ雑音抽出手段と、前記第1の光検出器の出力信号から前記記録媒体に記録された情報の再生信号を生成する再生手段と、この再生手段により生成された再生信号から前記レーザ雑音抽出手段において生成された残留レーザ雑音信号を減算することにより改善された再生信号を得る再生信号改善手段とを具備することを特徴とする。

【0024】また他の態様によると、レーザ雑音抽出手段は前記第2の光検出器の出力信号から例えばカレントミラー回路を用いて前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成する。

【0025】さらに他の態様によると、レーザ雑音抽出手段は前記制御信号または前記第2の光検出器の出力信号に所定のフィルタリングと遅延補償およびゲイン調整を施すことにより、前記半導体レーザの残留レーザ雑音成分に対応した残留レーザ雑音信号を生成する。

【0026】

【作用】ディスク状記録媒体に照射される第1の光ビームと、広帯域フロントAPCのための第2の光検出器に入射される第2の光ビームは、同じ半導体レーザのフロント光である。

【0027】ここで、第1の光検出器を通して得られる再生信号に含まれるレーザ雑音は、広帯域フロントAPCで抑制できなかった残留誤差成分であり、この残留誤差成分は広帯域フロントAPCにおける制御手段の入力部で生じる制御誤差成分と等しい。この制御誤差成分は、前記制御信号を少なくとも再生信号帯域における前記制御手段の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理することで、残留レーザ雑音信号として得られる。従って、この残留レーザ雑音信号を再生信号から減算して新たな再生信号とすれば、再生信号に含まれていた半導体レーザのレーザ雑音が除去される。

【0028】また、こうして信号処理して得られた残留レーザ雑音信号には、同様の信号処理が施された再生信号が含まれており、結果として再生信号の信号エッジを強調することになる。この場合、残留レーザ雑音信号レベルを再生信号レベルに応じて可変するようにすれば、光ディスクの反射率が変化してもレーザ雑音の除去効果は低下しない。

【0029】さらに、第2の光検出器の出力信号にも半導体レーザの残留雑音成分が含まれているので、これを用いて残留雑音信号を生成し、同様に再生信号から減算することで、レーザ雑音が除去され、かつ信号エッジが強調された再生信号が得られる。この場合には、制御手

段の開ループ伝達特性の逆特性での信号処理は不要である。

【0030】一方、前記制御信号または第2の光検出器の出力信号に適当なフィルタリング、例えば再生信号検出系の周波数特性（一般には低域通過特性）とほぼ等価なフィルタリングと、再生信号に含まれるレーザ雑音成分の振幅と遅延調整さらに残留レーザ雑音信号の振幅をマッチングするためのゲイン調整を行うことで、再生信号に含まれるモードホッピング雑音と同一レベル、同位相のレーザ雑音モニタ信号を生成すれば、再生信号中のレーザ雑音がより正確に除去され、歪の少ない良好な再生信号が得られる。

【0031】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

（第1の実施例）

【0032】図1は、本発明の第1の実施例に係る光ディスク装置の構成を示す図である。光ディスク11に対向して光ヘッド12が設けられている。この光ヘッド12は、半導体レーザ（LD）13、コリメータレンズ15、複合プリズム16、対物レンズ17、集光レンズ18、反射光検出用の多分割光検出器19および広帯域フロントAPCのための光検出器20からなる。光検出器19、20は、例えばいずれもPINフォトディテクタが用いられる。

【0033】複合プリズム16は、ビーム形状変換プリズム21、反射鏡として機能する端面22、偏光ビームスプリッタとして機能する端面23、プリズム24、 $\lambda/4$ （ $1/4$ 波長）板面25および凹面鏡26を有し、LD13からの出射光に対しては2つの光ビームに分岐して一方の光ビームを光ディスク11に導き、他方の光ビームを光検出器に導く光分岐を行う。

【0034】すなわち、LD13内にマウントされたLDチップ14からの出射光は、コリメータレンズ15で平行光束とされた後、複合プリズム16のビーム形状変換プリズム21によりほぼ円形ビームとなり、さらに端面22で全反射した後、端面23に到達する。偏光ビームスプリッタを形成する端面23は、端面22から入射したLD13からの光を約90%透過させる。この透過光は $\lambda/4$ 板面25を通過して円偏光とされた後、対物レンズ17で絞られて光ディスク11に入射する。

【0035】光ディスク11からの反射光は、対物レンズ17で再び平行光束となり、さらに $\lambda/4$ 板面25で直線偏光となってプリズム24に入射する。プリズム24に入射した光ビームは、偏光方向が90°変化しているため、偏光ビームスプリッタである端面23で90%反射される。端面23で反射した光は、集光レンズ18で絞られ、多分割光検出器19に入射する。多分割光検出器19は、分割された複数の光検出領域を有し、その各光検出領域からの出力電流はプリアンプ/演算処理

回路 27 に入力され、 I/V 変換および増幅がなされた後、演算処理が施される。これにより演算結果として、フォーカシング/トラッキングのためのサーボ信号 28 と、光ディスク 11 上に記録されている情報に対応した再生信号 29 が出力される。サーボ信号 28 は、サーボ回路 60 に導かれる。

【0036】一方、端面 23 に LD 13 から入射して反射した数%の光は、凹面鏡で 26 で反射すると共に収束光となり、光検出器 20 に入射する。この光検出器 20 は、広帯域フロント APC のための制御信号の生成に用いられるため、一般には多分割光検出器 19 より高速の PIN フォトディテクタが用いられる。光検出器 20 から、LD 13 のフロント光の強度に応じたモニタ電流 I_m が出力され、これが広帯域フロント APC 回路 30 に電流帰還される。

【0037】広帯域フロント APC 回路 30 は、抵抗素子 31、32、制御増幅器 33、バッファアンプ 34、補償回路 35 および電流駆動回路 36 からなり、記録波形生成回路 59 から入力端子 37、38 にそれぞれ入力される変調信号 V_c および基準電圧 V_r により制御される。変調信号 V_c は、記録時には記録すべき情報信号により変調された電圧が入力され、再生時には一定の電圧が入力される。一方、基準電圧 V_r は抵抗素子 32 を介して常に一定の電圧が入力される。ここで、抵抗素子 31、32 は同一の値であり、制御増幅器 33 の微弱入力電流によるオフセット電圧発生が防止される。従って、再生時には端子 37、38 間の電圧は一定となり、この電圧により LD 13 のフロント光量は決定される。

【0038】制御増幅器 33 の反転入力端子には、光検出器 20 からのモニタ電流 I_m が帰還されると共に、補償回路 35 からモニタ電流 I_m の応答遅延を補償するための補償電流 I_c が入力されている。制御増幅器 33 の反転入力端子と非反転入力端子間の電位差は、光検出器 20 からのモニタ電流 I_m が流れることにより減少する。この電位差は制御増幅器 33 で図 6 に示した開ループ特性にて増幅され、制御信号 V_d となる。この制御信号 V_d は二分岐され、一方は電流駆動回路 36 に入力される。電流駆動回路 36 は制御信号 V_d を電圧-電流変換 (V/I 変換) し、その出力電流を LD 13 に供給する。これにより、LD 13 のフロント光量は制御増幅器 33 の反転・非反転両入力端子間の電位差が零になるように制御される。

【0039】この広帯域フロント APC 回路 30 は、LD 13 のフロント光をモニタし、それに基づいて制御帯域が再生信号の数倍にもなる広帯域の APC を行うため、戻り光によって生じる LD 13 の干渉性雑音、モード競合雑音などのレーザ雑音を低周波域では大きく抑圧できる。しかしながら、この広帯域フロント APC 回路 30 では、前述したように高周波域でのレーザ雑音抑圧特性の低下があり、記録密度の高密度化、光ディスク回

転速度の高速化による再生信号の広帯域化に対して、再生信号帯域内でのレーザ雑音を十分に低減できないため、十分な S/N が得られなくなる。特に、レーザ雑音は再生信号のエッジ部に発生して残留するため、特にマークエッジ記録再生方式ではエッジ検出で大きな誤差を生じるようになる。

【0040】この問題を解決するため本実施例では、再生信号に含まれるレーザ雑音は広帯域フロント APC で抑制できなかった残留誤差成分であり、その残留誤差成分は広帯域フロント APC の制御手段である制御増幅器 33 の入力部で生じる制御誤差成分と等しいことに注目し、制御増幅器 33 から出力される制御信号 V_d を少なくとも再生信号帯域における制御増幅器 33 の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理し、制御誤差成分である残留レーザ雑音信号を生成する。そして、再生信号 29 からその残留レーザ雑音信号を減算して、再生信号 29 に含まれるレーザ雑音を低減する。

【0041】このレーザ雑音低減回路の構成を以下に説明する。制御増幅器 33 から出力され二分岐された制御信号 V_d の他方はバッファアンプ 34 に入力される。バッファアンプ 34 の出力信号 V_n は利得可変回路 50 を経て等化フィルタ回路 51 に入力され、この等化フィルタ回路 51 によって制御増幅器 33 の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理されることにより、残留レーザ雑音信号 V_p が生成される。この残留レーザ雑音信号 V_p は負帰還信号から生成されているので、再生信号 29 に含まれるレーザ雑音と逆相の信号である。従って、加算器 52 に再生信号 29 と残留雑音信号 V_p を入力すると、再生信号 29 中のレーザ雑音成分は残留レーザ雑音信号 V_p により相殺され、レーザ雑音がより抑圧された再生信号 V_o が得られる。そして、この再生信号 V_o はさらにローパスフィルタ (LPF) 53 に入力されて不要な高周波成分が十分に除去されることにより、一層レーザ雑音が低減される。

【0042】図 2 は、本実施例によるレーザ雑音低減と信号エッジ強調効果を示したものである。マークエッジ記録方式の再生信号 V_s とバッファアンプ 34 の出力信号 (制御信号) V_n は図示の関係にあり、制御信号 V_n にはレーザ雑音を抑制する成分と再生信号成分が重畳されている (図 5 参照)。制御増幅器 33 の開ループ伝達特性は図 6 に示した通りであり、その再生信号帯域 ($f_1 \sim f_2$) での特性は、2 重積分特性を有している。等化フィルタ回路 51 は、この再生信号帯域での 2 重積分特性と逆特性、すなわち 2 階微分処理を施すことになる。従って、この等化フィルタ回路 51 の出力信号 V_p と、これと逆相の再生信号 V_s とを加算器 52 で加算することにより、エッジ部分が強調され、等価的に S/N が大きく向上した再生信号 V_o が得られる。

【0043】ところで、このような信号エッジの強調およびレーザ雑音低減効果を十分に得るためには、再生信

号 V_s のレベル変化に対応させて等化フィルタ回路 51 の出力信号 V_p のレベルを常に最適化することが望ましい。そこで、本実施例では次のような利得制御信号生成系を設けている。

【0044】すなわち、LPF53の出力信号は二分岐され、一方は再生信号から情報データを復号するための再生波形等化／2値化回路56を経て、復号／クロック生成(PLL)を行うタイミング生成回路57に入力される。LPF53の二分岐された出力の他方は、再生信号V_oを平均値化するためのフィルタ(LPF)54を経て、検波フィルタ回路55に入力されることにより、利得可変回路50に与える利得制御信号が生成される。さらに、再生信号レベルは光ディスクの反射率や再生信号の性質、特に記録再生可能なディスクではアドレス部とデータ部でレベルが異なるため、レーザ雑音をより正確に抑圧するためには、残留レーザ雑音信号V_pのレベルをアドレス部とデータ部とで切替えて最適化することがより望ましい。

【0045】図3は、図1における検波フィルタ回路5の具体的な構成を示す図である。入力端子76には図1のフィルタ54の出力信号が入力され、サンプルホールド(S/H)回路70、71に導かれる。S/H回路70でアドレス部の平均値、S/H回路71でデータ部の平均値がそれぞれ検出され、レベル調整回路72、73をそれぞれ経て切替回路75に入力される。切替回路75はアドレス部とデータ部に合わせた利得制御信号 V_g を生成し、利得可変回路50に制御電圧として供給する。利得可変回路50は、この制御電圧に比例して制御信号 V_n の電圧振幅を変化させる。

【0046】レベル調整回路72、73の調整量は、再生信号V_oのレーザ雑音が最小になるようにアドレス部、データ部で独立に設定される。それにより、光ディスクの反射率変化や記録状態に応じて残留レーザ雑音信号V_pのレベルを最適化することができる。

【0047】図1のタイミング生成回路57は、再生波
形の等化と2値化を行うイコライザ／2値化回路56か
ら入力される再生信号の状態に基づいて、S／H回路7
0、71へ供給する平均値検出タイミングを与えるサン
プリングクロック信号と、切替回路75へ供給する切替
タイミング信号を生成する。具体的には、例えば平均値
の検出についてはアドレス部およびデータ部に再生クロ
ック同期のために先行して配置されるVFO信号領域で
検出が行われるように該領域内でサンプリングクロック
信号を発生させればよい。また、切替タイミング信号は
アドレス部およびデータ部それぞれのVFO信号領域開
始前で発生させればよい。

【 0 0 4 8 】 一 方、マ ー ク 位 置 記 録 方 式 の 場 合 は、フ ィ
 ル タ 5 4 の 出 力 信 号 の 平 均 値 で は な く ピ ー ク 値 を 検 出
 し、ピーク位置でレーザ雑音が最小になるようにレベル
 調 整 回 路 7 2、7 3 の 調 整 量 が 設 定 さ れ る。ま た、こ の 50

場合もレーザ雑音を相殺することにより、やはり再生信号の細化効果が得られ、等価的に S/N を大きく向上させる効果が得られる。

(第2の実施例)

【００４９】次に、本発明の第２の実施例を図４を参照して説明する。図１と同一部分に同一符号を付して、第１の実施例との相違点のみ説明すると、この実施例では広帯域フロントＡＰＣ回路９０の構成と、残留レーザ雑音信号 V_p の生成のための構成、具体的には広帯域フロントＡＰＣ回路３０が図１の実施例と異なる。すなわち、この実施例における広帯域フロントＡＰＣ回路３０は抵抗素子３１、３２、制御増幅器３３、補償回路３５、電流駆動回路３６および光検出器２０の帰還電流 I_m をモニタするカレントミラー回路６２からなり、図１におけるバッファアンプ３４に代えてカレントミラー回路６２を備えている。

【0050】カレントミラー回路62は、光検出器20から制御増幅器33の反転入力端子に帰還されるモニタ電流 I_m を入力とし、残留レーザ雑音信号 V_n を出力する。カレントミラー回路62は、この例では出力段に電流-電圧変換部を有し、モニタ電流 I_m に比例した電圧信号を出力信号 V_n として発生するように構成されている。

【0051】この実施例によると、カレントミラー回路62から得られる残留レーザ雑音信号 V_n は補償回路55からの補償電流 I_c の成分を含まない欠点があるが、第1の実施例で必要とした等化フィルタ回路51、つまり制御増幅器33の開ループ伝達特性の逆特性で信号処理する手段を必要としないため、構成が簡単になる利点がある。すなわち、カレントミラー回路40の出力信号 V_n は、利得可変回路50を経て残留レーザ雑音信号 V_p となり、加算器52に入力される。これにより、再生信号 V_s のレーザ雑音は加算器52で残留レーザ雑音信号 V_p とで相殺され、レーザ雑音がより抑圧された再生信号 V_o が得られる。この再生信号 V_o は、第1の実施例と同様にローパスフィルタ(LPF)53で不要な高周波成分が十分に除去されることにより、一層レーザ雑音が低減される。

【００５２】また、この実施例においても広帯域フロントＡＰＣを採用することにより、カレントミラー回路４０を経て生成される残留レーザ雑音信号 V_p にも再生信号エッジを強調する成分が含まれるため、第１の実施例と同様に加算器５２の出力信号 V_o は再生信号エッジが強調されたものとなり、等価的に S/N を大きく向上させる効果が得られる。

(第3の実施例)

【００５３】図７は、本発明の第３の実施例に係る光ディスク装置の構成図である。光ディスク１１に対向して設けられた光ヘッド１２は、第１、第２の実施例と全く同様であるため、図１および図４と同一部分に同一符号

を付して説明は省略する。

【0054】すなわち、広帯域フロントAPC回路30は、基本的に図11に示したものと同様であり、 I/V 変換用抵抗31、演算増幅器33'、バッファアンプ34、補償回路35、電流駆動回路36、補正増幅器39および加算器40からなり、記録再生コントローラ59から入力端子37、38にそれぞれ入力される変調信号Vcおよび基準電圧Vrにより制御される。変調信号Vcは、記録時には記録すべき情報信号により変調された電圧が入力され、再生時には一定の電圧が入力される。一方、基準電圧Vrは常に一定の電圧が入力される。従って、再生時には端子37、38間の電圧は一定となり、この電圧によりLD13のフロント光量は決定される。

【0055】演算増幅器33'の反転入力端子には、光検出器20からのモニタ電流Imが帰還されると共に、補償回路35からモニタ電流Imの応答遅延を補償するための補償電流が入力されている。演算増幅器33'の反転入力端子と非反転入力端子間の電位差は、光検出器20からのモニタ電流Imが流れることにより減少する。この電位差は、演算増幅器33'と、光検出器20の接合容量の影響をフィードフォワード補償するための補正増幅器39で並列に増幅された後、加算器40で加算されて制御信号Vdとなる。この制御信号Vdは二分岐され、一方は電流駆動回路36に入力される。電流駆動回路36は制御信号Vdを V/I 変換し、出力電流をLD13に供給する。これによりLD13のフロント光量は、演算増幅器33'の反転・非反転入力端子間の電位差が零となるように制御される。二分岐された制御信号Vdの他方はバッファアンプ34を介して取り出される。

【0056】この広帯域フロントAPC回路30は、LD13のフロント光をモニタし、それに基づいて制御帯域が再生信号の数倍にもなる広帯域のAPCを行うため、戻り光によって生じるLD13のレーザ雑音を低下させる事ができる。

【0057】実用的には、戻り光があった場合でも、レーザ雑音(RIN)を $-120\text{ dB} \sim -125\text{ dB}$ にすることが必要とされている。最近の学会報告(田口他:「赤色レーザ光ヘッドによる高密度記録特性」、第4回相変化記録シンポジウム、p58、1992年、応用物理学会相変化研究会主催)によれば、広帯域フロントAPCを用いることにより、ピットの中心に情報のあるピットポジション記録で、キャリア周波数が8.6MHzと従来の2倍も高いにもかかわらず、RINを -130 dB 以下にでき、またノイズジッタも十分小さいことが示されている。すなわち、再生信号のピークに情報があるピットポジション記録では、広帯域フロントAPCによるレーザ雑音低減が有効なことを示している。

【0058】ところが、ピットポジション記録よりさら

に高密度化できる、ピットエッジやマークのエッジに情報をもたせるエッジ記録を行ったところ、従来のピットポジション記録では現れなかった問題が生じてきた。

【0059】図8は、エッジ記録で記録した相変化光ディスクの再生信号29(信号が増加する方向は、光ディスクでは反射率が減少する方向である)とLD駆動信号41の波形(AC成分)を示している。LD駆動信号41は、制御信号を時間的にミクロな形で見ただけで、反射率が低下し始めたとき、戻り光によって生じたモードホッピングに制御系が追従しきれなかった残留モードホッピング雑音910と、光ディスクのマークの反射率変化による戻り光雑音920が重畳された波形となっている。この駆動信号41がLD駆動回路36に入力されれば、LD13はこの雑音成分を含めて発光することになる。

【0060】再生信号29は雑音を強調した形となっているが、その立上がり901、ピーク902、立ち下がりが903を見ると、ピーク902の位置はどのマークでもほとんど変わらないが、立上がり901と立ち下がりが103の形状が大きく異なることがわかる。すなわち、立上がり901は残留モードホッピング雑音の影響を受け、波形の中央付近(エッジ記録の場合、この部分に情報がある)傾斜が緩やかになっている。情報の再生は、再生信号波形を微分して用いるため、このように情報のある位置で波形の傾斜が緩やかになると大きなノイズジッタが生じ、正確な情報の再現が出来なくなる問題がある。

【0061】本実施例では、再生信号29はローパスフィルタ(LPF)46により帯域制限され、2値化のための信号47とされるが、これらの雑音はLPF46のみでは十分に除去できない。また、このような雑音がLD駆動回路36に入力される制御信号Vdに含まれるからといっても、これをLPFに通してしまうと、モードホッピングにますます追従できなくなり、パルスの幅が広がってしまう問題が生じる。制御帯域を広げればパルスの幅は狭くなり、その影響は小さくなるが、高密度化などにより信号帯域も広がって行くので、現実には難しい問題がある。

【0062】この問題を解決するため、本実施例では広帯域フロントAPC回路30において得られる制御信号、例えば加算器34から出力される制御信号Vdに、レーザ雑音成分が含まれていることに着目し、この制御信号Vdを用いて再生信号29に含まれているレーザ雑音を低減する。このレーザ雑音低減回路の構成を次に説明する。

【0063】二分岐された制御信号Vdの他方は、ACカップリングのバッファアンプ34、LPF42、遅延回路43およびゲイン調整回路44を経てレーザ雑音モニタ信号45となり、減算器48に入力される。バッファアンプ34のACカップリング周波数は、演算増幅器

33'で強調された低周波成分を除去するように数MHzに設定するのが望ましいが、APC回路30による雑音抑圧効果があるため、大雑把な設定でよい。LPF42の特性は遅延回路43とともに、再生信号29が通過した再生系（この例では、プリアンプ/演算回路27およびLPF46）の持つ低域通過特性を補償するためのもので、この再生系の特性とほぼ等価な特性を持つレーザ雑音モニタ信号45が得られることが望ましい。しかし、実際にはLPF42は再生系の特性と完全に同じである必要はなく、簡単な1次のLPFでも十分である。

【0064】また、遅延回路43はLPF42を介して入力される制御信号Vdに含まれるレーザ雑音成分の位相が再生信号29より進んでいるため、これを遅らせて再生信号29と位相を合わせるために設けられている。制御信号Vdの位相が再生信号29のそれより進んでいるのは、LD13や光検出器20での遅れをAPC回路30が補償していることによる。

【0065】このようにLPF42の出力信号は遅延回路43で遅延された後、ゲイン調整回路44によりゲイン調整され、レーザ雑音モニタ信号45が生成される。このレーザ雑音モニタ信号45は、再生信号29に含まれるレーザ雑音成分と基本的に同相の信号である。従って、減算器48でLPF46により帯域制限された再生信号47からレーザ雑音モニタ信号45を差し引けば、残留モードホッピングなどのレーザ雑音がより抑圧された再生信号49が得られる。

【0066】LPF42の通過帯域、遅延回路4の遅延量およびゲイン調整回路44のゲイン調整量は、光ディスク11の種類、再生信号29に含まれるデータ信号の帯域に応じて決められる。この場合、データ信号の中でウィンドウマージンが最も狭いパターン（最悪パターン）について、特にエッジ前方での再生信号のノイズジッタが最小となるように、これらを設定するのが理想的であるが、このためには面倒な測定を必要とする。

【0067】より簡単には、例えば再生信号の最高記録周波数での雑音レベルが最小となるようにLPF42の通過帯域、遅延回路43の遅延量およびゲイン調整回路44のゲイン調整量を決定すればよい。すなわち、まず再生信号系のLPF46の通過帯域を決定し（通常、キャリア周波数の1.5～2倍程度）、次いで制御信号Vdの位相進み量（LD13や光検出器20などによる遅延の補償量）を測定する。この位相進み量は、通常10ms程度である。この位相進み量の測定には、厳密には例えばタップ付き遅延線を用いて調整する方法が好ましいが、LPF46から出力される再生信号47とLPF42の出力信号の位相差を正確に測定しておけば、固定でもよい。ゲイン調整回路44のゲイン調整は、通常、遅延回路43の終端抵抗を可変にすることで簡単に済ませることができる。

（第4の実施例）

【0068】次に、本発明の第4の実施例を図9を参照して説明する。この実施例では、広帯域フロントAPC回路300の構成と、再生信号29に含まれるレーザ雑音を減算器48で差し引くためのレーザ雑音モニタ信号45の生成法が図7の実施例と異なる。すなわち、広帯域フロントAPC回路300は、I/V変換器301、減算器302、増幅器303およびLD13を駆動する電流駆動回路304からなり、外部の記録再生コントローラ305から入力端子306に変調信号307が入力される。

【0069】光ヘッド12に設けられた光検出器20から出力されるLD13のフロント光の強度に応じたモニタ電流は、I/V変換器301によって電圧信号に変換される。I/V変換器301の出力信号は二分岐され、一方は通常のAPC用検出信号として減算器302に入力され、変調信号307から減算される。変調信号307は記録時には記録すべき情報信号により変調された電圧が入力され、再生時には一定の電圧が入力される。減算器302の出力信号は、増幅器303で増幅され、さらに電流駆動回路304に入力される。電流駆動回路304は増幅器303の出力信号をV/I変換し、出力電流をLD13に供給する。これにより、LD13のフロント光量は記録時には変調信号307に応じて変調され、再生時にはI/V変換器301の出力信号の電圧が変調信号307の電圧と一致するように制御される。

【0070】この実施例では、I/V変換器301の出力信号の他の一部がバッファアンプ308に入力され、以後、図7の実施例と同様LPF42、遅延回路43およびゲイン調整回路44を経てレーザ雑音モニタ信号45が生成される。このレーザ雑音モニタ信号45は、図7と同様に減算器48に入力され、減算器48で再生信号47から差し引かれる。これにより減算器48の出力から、レーザ雑音がより抑圧された再生信号49が得られる。

【0071】本発明は、種々変形して実施することが可能である。例えば以上の実施例では光ヘッド12に複合プリズム16を用いたが、LD13からの出射光をガラスまたは分岐ミラー（透過率と反射率が等しくないものも含む）により二分岐して、一方を光ディスク11に、他方を光検出器20にそれぞれ導いてもよい。

【0072】レーザ雑音低減回路の構成法についても、次のように変更できる。例えば1段のトランジスタ増幅器にキャパシタを付加してLPF特性を持たせることにより、バッファアンプ34または308とLPF42を一体に構成してもよい。バッファアンプ34または308にゲイン調整回路43の機能を持たせたり、LPF42の負荷抵抗を用いてゲイン調整を行ってもよい。バッファアンプ34または308に光ディスク11の反射率変化、再生信号レベルに応じて自動的にゲイン調整を行う機能を付加してもよい。

【0073】また、再生信号に含まれるレーザ雑音を全帯域にわたって除去する必要は必ずしもなく、本質的にレーザ雑音を除去する必要があるのは、再生信号中の光ディスクに記録されているデータの信号帯域に相当する帯域だけなので、レーザ雑音モニタ信号を得る際のフィルタリングは、LPFに代えてBPF（帯域通過フィルタ）を用いてもよい。

【0074】さらに、実施例では光ヘッド12においてLD13の出射光をそのまま用いたが、出射光をSHG（二次高調波発生器）などの非線形光学素子を通して光

【0075】本発明の骨子は、広帯域フロントAPCから得られたレーザ雑音信号を用いて再生信号に含まれ残留モードホッピング雑音などのレーザ雑音を相殺除去することであり、高周波重畳回路を用いる場合にも、本発明の広帯域フロントAPCを用いることで一層レーザ雑音を低減することが可能である。次に、上述した光ディスク装置などの光学的情報記録再生装置に用いられる半導体レーザ駆動回路（LD駆動回路）について説明する。

【0076】光ディスクなどの光記録媒体に対しての記録は、記録情報信号に応じて光強度変調された半導体レーザの出力光を集光して光記録媒体に照射することにより行われる。半導体レーザの光強度変調を行うためには、半導体レーザの駆動電流を記録情報信号に応じて変調するための半導体レーザ駆動回路が必要である。従来のカソードコモン型半導体レーザ駆動回路を図17に示す。これは特公平2-206187号に開示されたものである。この半導体レーザ駆動回路は、大きく分けて再生時のリードパワー制御と記録時のライトパワー制御の2つの制御系から構成される。ライトパワー制御には帯域40MHz以上を必要とするため、ライトパワー発光時にはアナログスイッチ601を開くことでリードパワー制御系のループを開き、ライトパワー制御をオープン制御で行っている。このようにする理由は、リードパワー制御系の閉ループ帯域が高々1MHz程度しかとれないためである。

【0077】ライトパワー駆動回路は、ライトデータが「1」の時、ライトパワー制御電圧 V_L をスイッチ回路603を介してPNPトランジスタ602のベースに印加しトランジスタ602をオン状態とすることによって、半導体レーザ604に駆動電流を流す。この時、半導体レーザ604からライトパワーが発光される。また、ライトデータが「0」の時は、ライトパワーの発光は行われない。

【0078】しかしながら、このライトパワー駆動回路はPNPトランジスタ602に高速なものがないため高速動作に適さない。この問題を解決する方法としてNPNトランジスタを用いる方法がある（特公平2-193

332号）が、この場合、温度変動に起因する半導体レーザの順方向電圧の変動やトランジスタのベース・エミッタ間電圧変動が生じた際、駆動電流が変動しライトパワーが安定しないという問題があった。

【0079】そこで、半導体レーザの駆動トランジスタとしてNPNトランジスタを用いた場合に、半導体レーザの順方向電圧やトランジスタのベース・エミッタ間電圧が変動しても、ライトパワーが変動しない半導体レーザ駆動回路について以下説明する。この半導体レーザ駆動回路は、半導体レーザの順方向電圧を帰還し、この順方向電圧の変動を相殺する構成としたものである。また、駆動トランジスタのベース・エミッタ間電圧と同特性の別のトランジスタで生成したベース・エミッタ間電圧とを演算することにより、駆動トランジスタのベース・エミッタ間電圧の変動を相殺するようにしたものである。

【0080】このように半導体レーザの順方向電圧または駆動トランジスタのベース・エミッタ間電圧が変動しても、半導体レーザの駆動電流が変化せず、ライトパワー変動を抑えることができるので、安定な記録・再生が可能となる。以下、この半導体レーザ駆動回路の実施例について説明する。

（第5の実施例）図12に本発明による半導体レーザ駆動回路の一実施例の回路構成を示し、図13にその動作タイミングチャートを示す。

【0081】まず、再生時はフォトディテクタ101で半導体レーザ102の出力光の一部を受光して得られた信号がバッファアンプとオペアンプからなる検出回路103でモニタされ、この検出回路103の出力電圧とリードパワー制御電圧 V_L とが等しくなるようにリードパワー制御系が形成される。この時、記録ゲートWGTは「L」となってアナログスイッチ104が閉じられるため、リードパワー制御系は閉ループとなる。

【0082】次に、記録時は記録ゲートWGTが「H」となり、この区間でアナログスイッチ104が開くことにより、リードパワー制御系はオープン状態となる。同時に、2値の記録データWDTが入力され、この記録データWDTが「H」の区間でスイッチ回路105が閉じることにより、オペアンプ106の出力がNPNトランジスタ107のベースに入力される。この時、半導体レーザ102の順方向電圧 V_{LD} がオペアンプ106により構成される加算回路に帰還され、この加算回路で順方向電圧 V_{LD} とライトパワー制御電圧 V_L とが加算されるので、トランジスタ107のエミッタ電圧は $V_L + V_{LD} - V_{LE}$ となる。ここで、半導体レーザ102に流れる駆動電流 I_L は、抵抗108（抵抗値R）に流れる電流に等しく、

$$I_L = \{ (V_L + V_{LD} - V_{LE}) - V_{LE} \} / R = (V_L - V_{LE}) / R$$

で表される。従って、この駆動電流 I_L は V_{LD} には依存

しなくなる。

【0084】一般に、半導体レーザは図14に示すような電流-光出力特性を持つため、駆動電流 I_d に対して、半導体レーザ102が発光するライトパワー P_L は、ほぼ線形に変化する。従って、ライトパワー P_L も半導体レーザ102の順方向電圧 V_{LE} には依存しない。言い換えると、 V_{LE} が変動してもライトパワー P_L は変化しないことになる。因みに、半導体レーザ102の順方向電圧 V_{LE} を帰還せず駆動電流 I_d を補正しない場合には、その補正しない駆動電流(I_d' とする)は

$$I_d' = \{ (V_{BE} - V_{BE2}) - V_{LE} \} / R$$

となり、例えば $V_{BE} = 3.0V$ 、 $V_{BE2} = 0.6V$ 、 $R = 12\Omega$ 、 $V_{LE} = 1.7V$ の時、ライトパワー P_L は30mWとなる。

【0085】半導体レーザ102の順方向電圧 V_{LE} が $-1.5mV/^\circ C$ の温度特性を持つとすると、 V_{LE} は30 $^\circ C$ の温度変化によって45mV変動することになり、駆動電流 I_d' は3.8mA変動し、ライトパワーは2mW変動することになる。

(第6の実施例) 次に、本発明による半導体レーザ駆動回路の他の実施例について図15に回路構成を示し、図16にその動作タイミングチャートを示す。

【0086】この実施例では、まず再生時はフォトディテクタ401で半導体レーザ402の出力光の一部を受光して得られた信号がバッファアンプとオペアンプからなる検出回路403でモニタされ、この検出回路403の出力電圧とリードパワー制御電圧 V_{LE} とが等しくなるようにリードパワー制御系が構成される。この時、記録ゲートWG Tは「L」となっており、アナログスイッチ404が閉じられるため、リードパワー制御系は閉ループとなる。

【0087】一方、記録時は記録ゲートWG Tが「H」となり、この区間でアナログスイッチ404が開くことにより、リードパワー制御系はオープン状態となる。同時に2値の記録データWD Tが入力され、この記録データWD Tが「H」の区間でスイッチ回路405が閉じることにより、オペアンプ406の出力がトランジスタ407のベースに入力される。

【0088】この時、トランジスタ407と同特性の新たに設けられたトランジスタ408によって生成されるベース・エミッタ間電圧がオペアンプ406からなる加算回路でライトパワー制御電圧 V_{LE} と加算される。但し、実際はベース・エミッタ間電圧は負電圧として入力され、これがライトパワー制御電圧 V_{LE} から減算されることにより加算がなされる。従って、トランジスタ408、407のベース・エミッタ間電圧をそれぞれ V_{BE1} 、 V_{BE2} とすると、トランジスタ407のエミッタ電圧は $(V_{BE} + V_{BE1}) - V_{BE2}$ となる。

【0089】ここで、トランジスタ407、408に同じ特性のトランジスタを用いると、 $V_{BE1} = V_{BE2}$ と見

なすことできるので、トランジスタ407のエミッタ電圧は V_{BE} と書き直すことができる。この場合、半導体レーザ402に流れる駆動電流 I_d は、抵抗409(抵抗値 R とする)に流れる電流に等しく、 $(V_{BE} - V_{LE}) / R$ で表されるので、 V_{BE2} には依存しなくなる。

【0090】半導体レーザ402は、図14に示すような電流-光出力特性を持つため、ライトパワー P_L はトランジスタ407の V_{BE2} には依存しない。言い換えると、 V_{BE2} が変動してもライトパワー P_L は変化しないことになる。因みに、トランジスタ407の V_{BE2} をトランジスタ408で生成して補正しない場合の駆動電流(I_d' とする)は

$$I_d' = \{ (V_{BE} - V_{BE2}) - V_{LE} \} / R$$

【0091】となり、例えば $V_{BE} = 3.0V$ 、 $V_{BE2} = 0.6V$ 、 $R = 12\Omega$ 、 $V_{LE} = 1.7V$ の時、ライトパワー P_L は30mWとなるが、温度によってトランジスタ407のベース・エミッタ間電圧 V_{BE2} が50mV変動した場合には、駆動電流 I_d' は4.2mA変動し、ライトパワーは2.1mW変動することになる。

【0092】このように本発明による半導体レーザ駆動回路では、半導体レーザの順方向電圧を帰還してライトパワー制御電圧と演算して駆動トランジスタに入力するか、またはライトパワー制御電圧とトランジスタのエミッタ・ベース間電圧の演算を行って半導体レーザの駆動寺に入力する構成とすることにより、半導体レーザの順方向電圧や駆動トランジスタのエミッタ・ベース間電圧が変動しても駆動電流を一定にでき、ライトパワーを一定にすることができる。また、この構成によると半導体レーザの駆動トランジスタとしてNPNトランジスタを用いることができるので、高速動作が可能である。

【0093】

【発明の効果】本発明によれば、広帯域フロントAPCの採用により制御誤差成分である残留レーザ雑音信号を再生信号から減算することで、再生信号に含まれるレーザ雑音、特に光ディスクの高密度化や回転の高速化によって再生信号が広帯域化した場合に、従来の広帯域フロントAPCのみでは十分に抑圧できない再生信号帯域内の高周波域の雑音を大幅に低減することができる。

【0094】また、残留レーザ雑音に含まれる再生信号成分は、再生信号の信号エッジを強調する効果があるため、等価的に再生信号の S/N を大きく向上させることができる。

【0095】さらに、残留レーザ雑音信号の振幅を再生信号レベルに応じて可変制御する構成とすれば、光ディスクの反射率の変化に応じて常に高いレーザ雑音除去効果を維持することができる。このように本発明によれば、レーザ雑音が極めて小さく、歪が少なく S/N の良好な高品質の再生信号を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例に係る光ディスク装置の

構成図

【図 2】同実施例のレーザ雑音低減と再生信号エッジ強調効果を説明するための信号波形図

【図 3】図 1 における利得制御用の検波フィルタ回路の構成図

【図 4】本発明の第 2 の実施例に係る光ディスク装置の構成図

【図 5】光ディスク装置における再生信号と広帯域フロント APC 制御信号の観測波形の一例を示す図

【図 6】広帯域フロント APC における制御増幅部の閉ループ周波数特性を示す図

【図 7】本発明の第 3 の実施例に係る光ディスク装置の構成図

【図 8】同実施例における再生信号と LD 駆動信号を示す図

【図 9】本発明の第 4 の実施例に係る光ディスク装置の構成図

【図 10】従来の高周波重量方式による APC の構成を示す図

【図 11】従来の広帯域フロント APC の構成を示す図

【図 12】本発明の第 5 の実施例に係る半導体レーザ駆動回路の構成図

【図 13】同実施例の動作を説明するための波形図

【図 14】半導体レーザの電流-光出力特性を示す図

【図 15】本発明の第 6 の実施例に係る半導体レーザ駆動回路の構成図

【図 16】同実施例の動作を説明するための波形図

【図 17】従来の半導体レーザ駆動回路の構成図

【符号の説明】

11…光ディスク 12…光ヘッド 30
13…半導体レーザ 15…コリメータ *

* 16…複合プリズム

18…集光レンズ

出器

20…第 2 の光検出器

／演算回路

28…サーボ信号

30…広帯域フロント APC 回路

34…バッファアンプ

36…電流駆動回路

40…加算器

ンプ

42…低域通過フィルタ

44…ゲイン調整回路

モニタ信号

46…ローパスフィルタ

48…減算器

が低減された再生信号

50…可変利得回路

タ回路

52…加算器

フィルタ

55…検波フィルタ回路

／2 値化回路

57…復号／PLL 回路

ントローラ

59…記録再生コントローラ

61…外部インタフェース

ラー回路

300…広帯域フロント APC 回路 301…I/V 変換器

302…減算器

303…増幅器

304…電流駆動回路

17…対物レンズ

19…第 1 の光検出器

27…プリアンプ

29…再生信号

33…制御増幅器

35…補償回路

39…補正増幅器

41…バッファアンプ

43…遅延回路

45…レーザ雑音

47…再生信号

49…レーザ雑音

51…等化フィルタ回路

53…ローパスフィルタ

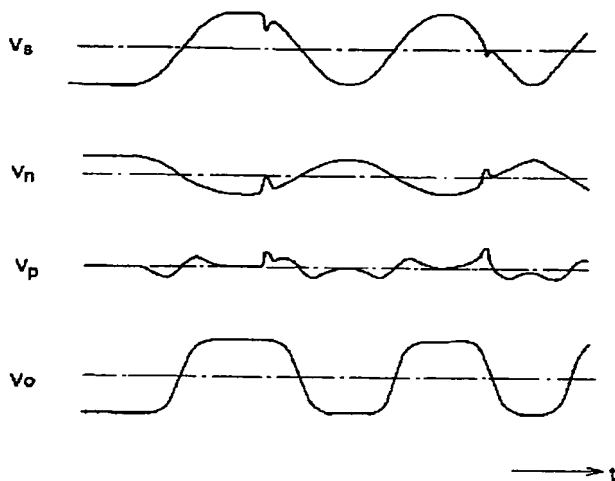
56…イコライザ

58…ディスクコントローラ

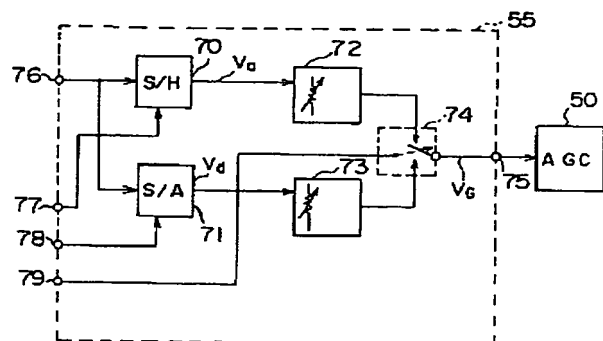
60…サーボ回路

62…カレントミラー回路

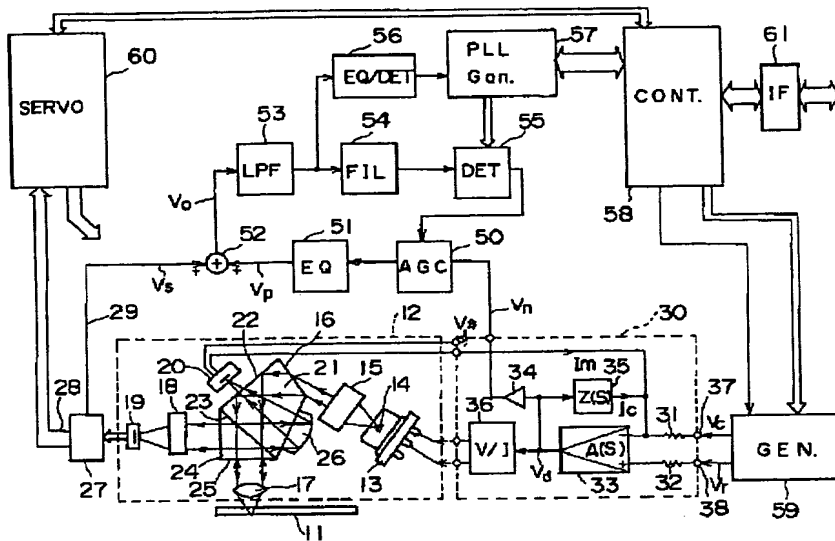
【図 2】



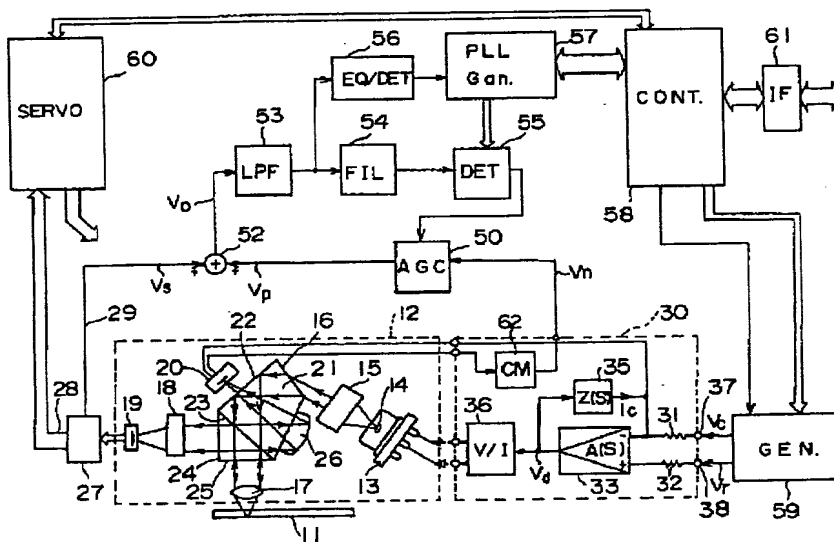
【図 3】



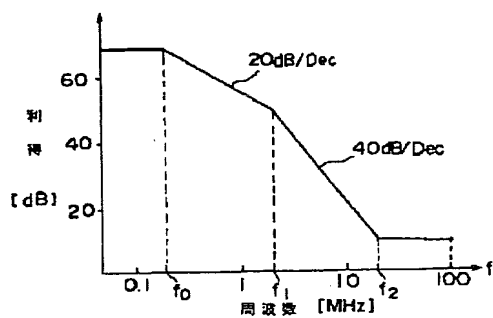
【図1】



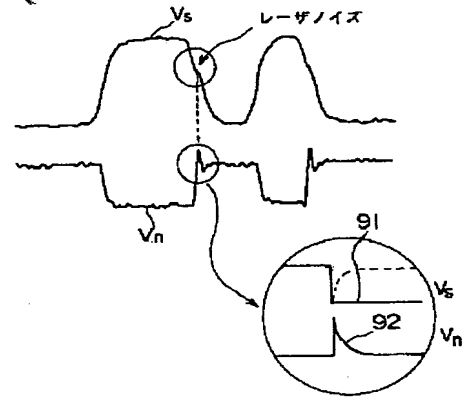
【図4】



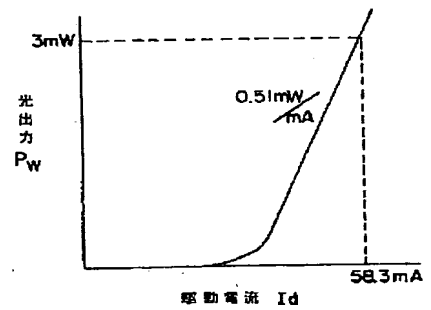
【図6】



【図5】



【図14】

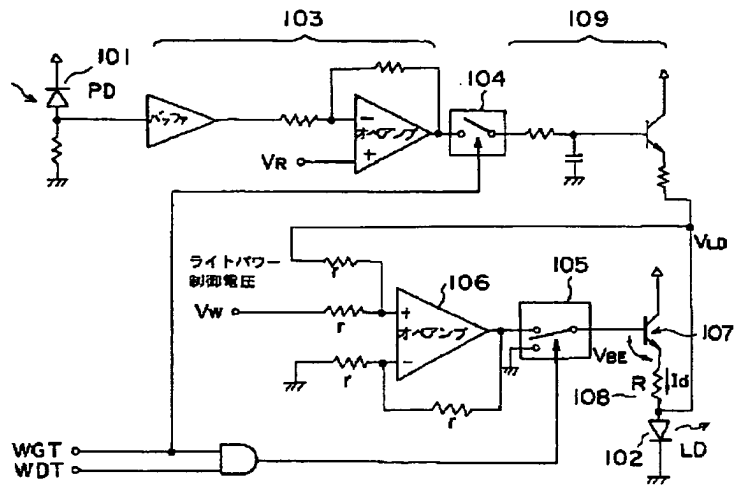


The diagram illustrates a semiconductor laser system with optical feedback. A dashed line labeled "レーザー光" (Laser light) enters a box labeled "200 半導体レーザ" (Semiconductor laser). Inside this box, a component labeled "201 チップ" (Chip) is shown with electrical connections. A line labeled "202 光検知器" (Photodetector) is positioned to receive light from the laser. A line labeled "203 レーザ駆動電流" (Laser drive current) connects the photodetector to the laser chip. The photodetector is also connected to a feedback loop labeled "レーザー出力監視信号 204" (Laser output monitoring signal 204). This signal is fed into a control block labeled "210". Inside block 210, the signal passes through a "高周波発振器" (High-frequency oscillator) labeled "213", then through an "変調回路" (Modulation circuit) labeled "212", and finally through an "増幅器" (Amplifier) labeled "211". The output of the amplifier is labeled "215 入力信号" (Input signal). The amplifier also has a feedback input labeled "214" that receives the monitoring signal 204. The output of the amplifier is labeled "216" and is fed back into the laser chip via the "レーザー駆動電流" line.

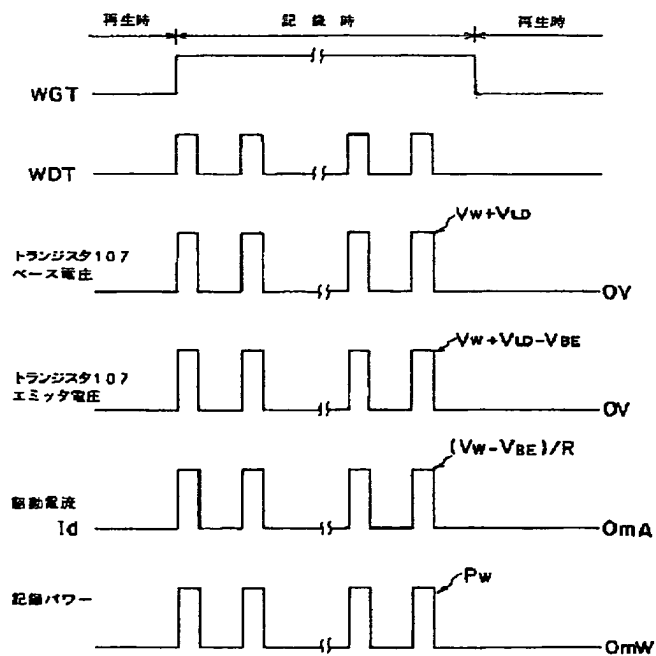
[illegible]

Figure 1 is a block diagram of a laser drive circuit. The circuit includes an input section with a resistor R_i and a signal V_c . This signal is fed into a summing junction (labeled with a plus sign). The output of the summing junction is fed into a compensation amplifier 223, which has a transfer function $A(s)$. The output of the compensation amplifier 223 is fed into a driver 221, which has a transfer function $V \rightarrow I$. The output of the driver 221 is fed into an optical system 222, which contains a laser diode LD and a photodiode PD. A feedback path is provided from the output of the optical system 222, passing through a compensation network 224 with transfer function $Z(s)$, and then through a feedback amplifier 225 with transfer function $H(s)$, which is fed back into the summing junction. A compensation current I_c is also shown, which is fed into the summing junction. The output of the summing junction is labeled V_d . The output of the driver 221 is labeled $V \rightarrow I$. The output of the optical system 222 is labeled I_m .

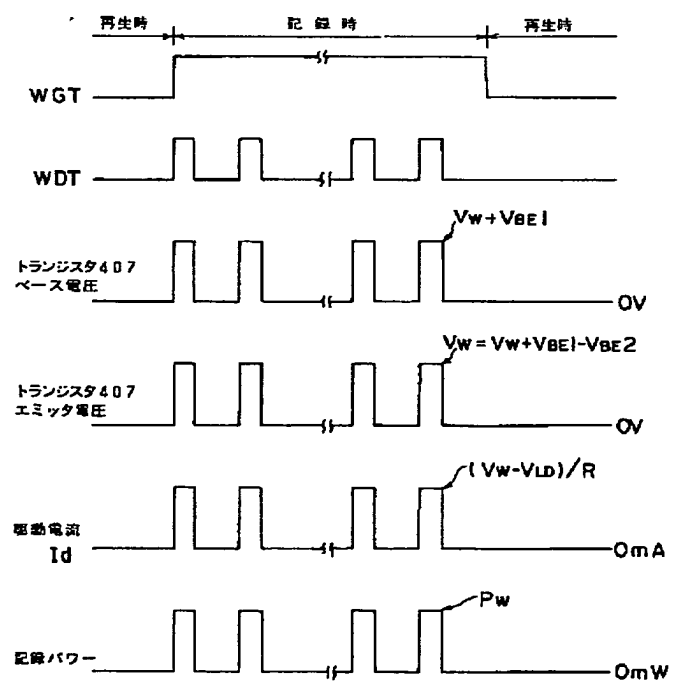
【図12】



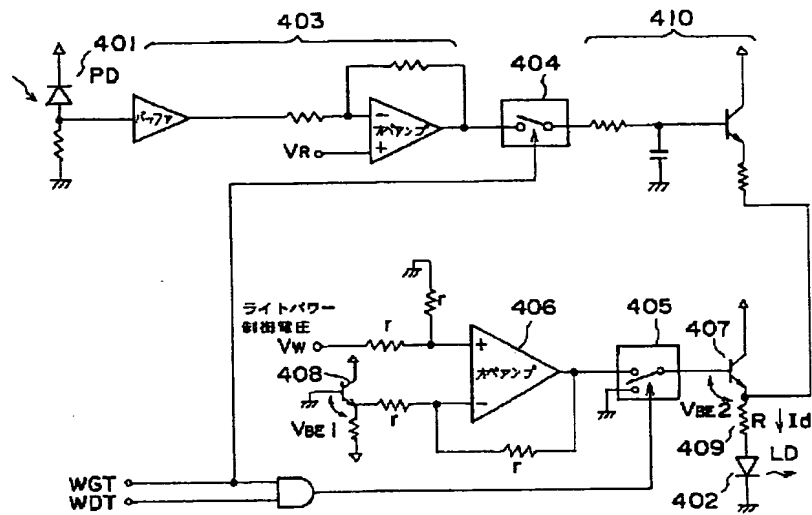
【図13】



【図16】



【図 15】



フロントページの続き

(72) 発明者 田口 豊喜
 神奈川県川崎市幸区小向東芝町 1 番地 株
 式会社東芝研究開発センター内

THIS PAGE BLANK (USPTO)